

Automatisierte Akustische Breitbandkompensation für Echtzeit-Fahrgeräuscherzeugung in Elektrofahrzeugen

Marius Lambacher^{1,2}, Jan Kirchhof¹, Bernhard U. Seeber²

¹ Müller-BBM Active Sound Technology GmbH, 82152 Planegg, Deutschland

² Audio-Signalverarbeitung, Technische Universität München, 80333 München

Email: marius.lambacher@mbbm-ast.com

Einleitung

Verglichen mit herkömmlichen Verbrennungsmotoren erzeugt der Antriebsstrang von Elektrofahrzeugen kaum Geräusche. Daher rückt die aktive Klangverbesserung mehr und mehr in den Fokus, um die akustische Erfahrung für die Passagiere zu verbessern. Üblicherweise wird dazu das bereits vorhandene Soundsystem genutzt, um ein synthetisches Fahrgeräusch in Abhängigkeit von Echtzeit-Parametern wiederzugeben. Um eine ausreichende Klangqualität für alle Insassen zu erzielen, ist eine Kompensation der Klangfärbung durch die akustischen Eigenschaften des Fahrzeuginnenraums sowie der meist aus praktischen Aspekten unvorteilhaften Positionierung der Lautsprecher notwendig. Dazu ist normalerweise ein langwieriger manueller Abstimmprozess notwendig. Eine automatisierte Methode, um eine reproduzierbare, neutrale Klangcharakteristik in einem beliebigen Fahrzeug zu erzeugen, birgt daher signifikantes Potential für Einsparungen an Entwicklungsressourcen.

Stand der Technik

Insbesondere in der Literatur zur aktiven Raumakustik finden sich zahlreiche Strategien für eine solche Kompensation. Wegen der vergleichsweise hohen Kosten und Hardwareanforderungen werden adaptive Methoden mit Feedback-Schleife, wie [1, 2], hier nicht weiter berücksichtigt. Statische Methoden erzeugen hingegen ein Set von fixen Kompensationsfiltern, welche in Echtzeit mit dem erzeugten Fahrgeräusch gefaltet werden können. Hierbei sind Single Input, Multiple Output (SIMO) Methoden, wie die bekannte Minimalphaseninversion [3], in sich limitiert: da sie nur einen Filter erzeugen, der auf alle Aktoren angewendet wird, können Differenzen zwischen Bewertungspositionen nicht ausgeglichen werden. Dies ist jedoch mit Multiple Input, Multiple Output (MIMO) Methoden möglich, da sie einen individuellen Filter pro Aktor erzeugen. Während auch Methoden im Zeitbereich [2, 4] oder polynomiale Methoden im Z-Bereich [5] existieren, liegt der Fokus hier auf denen im Frequenzbereich. Solche Ansätze beruhen allgemein auf einer beschränkten, Least-Mean-Squares (LMS)-optimalen Näherung der Inversen der Transfermatrix [6, 7].

Eine Methode zur Kompensation schmalbandiger Signale, entwickelt von der Firma Müller-BBM Active Sound Technology, verbessert solche Ansätze durch eine zusätzliche, iterative Zielphasenoptimierung. Hierbei können Phasen- und Amplitudengenauigkeit der Kompensation beliebig gegeneinander gewichtet werden.

Allgemein weisen im Frequenzbereich entworfenen Kompensationsfilter oft ungünstige Eigenschaften auf, wenn sie als Finite Impulse Response (FIR) Filter implementiert werden: dazu zählt insbesondere ein ausgeprägtes Pre-Ringing, welches zu deutlich hörbaren Artefakten führt, insbesondere bei Transienten im Audiosignal. Um diese Problematik zu umgehen, stellen wir in den nächsten Abschnitten eine zweiteilige Methode zum Filterdesign vor, welche die Begrenzung des Pre-Ringsings ermöglicht.

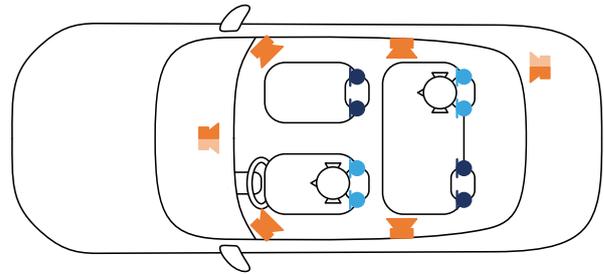


Abbildung 1: Aufbau im Testfahrzeug. Die sechs aktiven Lautsprecher sind in Orange dargestellt, wobei sich der Mittellautsprecher vorne und der Subwoofer im Kofferraum einen einzelnen digitalen Kanal teilen. Nur solche Mikrofonpositionen, welche zu einem besetzten Sitz gehören (dargestellt in Hellblau), werden für die Berechnung der Kompensation berücksichtigt.

Messaufbau

Zur Berechnung der Kompensationsfilter mittels der hier betrachteten Methoden wird zunächst ein Set von Impulsantworten (IRs) im Fahrzeug gemessen. Ein typisches Mess-Setup ist in Abb. 1 dargestellt. An den linken und rechten Seiten der Kopfstützen werden Messmikrofone befestigt, in der Nähe der Ohrmuscheln der Passagiere. Daraufhin werden IRs für jedes Aktor-Sensor-Paar gemessen, beispielsweise mittels Maximum Length Sequence (MLS) oder exponentiellen Sinus-Sweeps (ESS). Die Messung wird für verschiedene akustische Szenarien wiederholt, wie z. B. unterschiedliche Kombinationen von Passagieren. Die IRs aller solcher Szenarien werden im Weiteren als zusätzliche Sensoren für das Kompensationsproblem betrachtet. Dabei werden nur die IRs berücksichtigt, welche an besetzten Plätzen gemessen wurde (hellblaue Mikrofone in Abb. 1). So ergibt sich z. B. für alle Kombinationen von Fahrer und keinem bis drei Passagiere für das dargestellte Setup mit zwei Mikrofonen pro Platz die Zahl von $N_s = 2 \cdot (1 \cdot 1 + 3 \cdot 2 + 3 \cdot 3 + 1 \cdot 4) = 40$. Die Anzahl an Aktoren N_a ist 5.

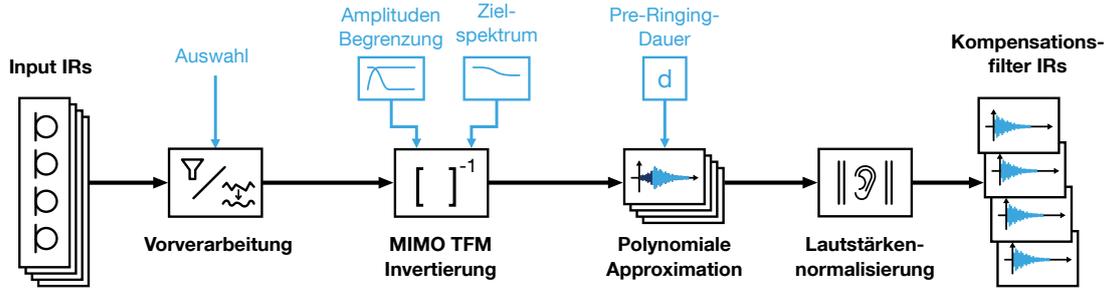


Abbildung 2: Übersicht über die Berechnung der Kompensation mittels der A²BC-Methode.

Automatic Acoustic Broadband Compensation (A²BC)

Beschränkte MIMO Invertierung mit Zielphasenoptimierung

Der erste Schritt der hier vorgestellten Automatic Acoustic Broadband Compensation (A²BC)-Methode beruht auf einer beschränkten Matrix-Invertierung. Dazu wird die frequenzabhängige $N_s \times N_a$ Transfermatrix $\mathbf{G}(\omega)$ mittels der Fast-Fourier-Transform aus den IRs bestimmt. Das gewünschte Zielspektrum wird als Vektor $\mathbf{A}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_s}$ ausgedrückt. Da das hier betrachtete Zielspektrum ein flacher Phasen- und Amplitudengang an allen Sensorpositionen ist, werden alle Einträge von $\mathbf{A}(\omega)$ zu 1 gesetzt. Um die Kompensationsfilter $\mathbf{H}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_a}$ zu berechnen, muss das lineare Gleichungssystem $\mathbf{A}(\omega) = \mathbf{G}(\omega)\mathbf{H}(\omega)$ für jeden Frequenzpunkt ω gelöst werden. Dies ist üblicherweise nicht exakt möglich, da das Problem meist überbestimmt ist ($N_s \gg N_a$). Stattdessen wird daher die LMS-optimale Näherung

$$\mathbf{H}(\omega) = \left[\mathbf{G}^T(\omega)\mathbf{G}(\omega) + \mathbf{L}(\omega) \right]^{-1} \mathbf{G}^T(\omega)\mathbf{A}(\omega) \quad (1)$$

berechnet. Hierbei enthält die Diagonalmatrix $\mathbf{L}(\omega) = \text{diag}[\lambda_1(\omega), \lambda_2(\omega), \dots, \lambda_{N_a}(\omega)]$ Regularisierungsfunktionen für jeden Aktor. Somit kann die Methode aus [7] um eine aktor- und frequenzabhängige Beschränkung der Maximalamplitude erweitert werden. Dies ist insbesondere wichtig, sofern die einzelnen Aktoren nicht den gesamten Frequenzbereich abdecken: ohne eine angepasste Regularisierung erzeugt die Inversion Kompensationsfilter mit sehr langen IRs. Die Wahl von $\lambda_{n_a}(\omega)$ ist von den Absolutwerten der Einträge von $\mathbf{G}(\omega)$ abhängig und muss für jeden Einsatz neu abgestimmt werden. Die Heuristik

$$\lambda_{n_a}(\omega) = \frac{1}{\gamma_{n_a}^2(\omega) N_s N_\omega} \sum_{i_\omega=1}^{N_\omega} \sum_{i_s=1}^{N_s} \left| \sum_{i_a=1}^{N_a} [\mathbf{G}(\omega_{i_\omega})]_{i_s, i_a} \right|^2 \quad (2)$$

erlaubt eine einfache Wahl der Regularisierung in Abhängigkeit einer gewünschten Maximalamplitude $\gamma_{n_a}(\omega)$.

Um die Fehler im Amplitudengang des reproduzierten Signals weiter zu verringern, wird außerdem eine iterative Zielphasenoptimierung durchgeführt. Dabei wird die Zielphase an jeder Kontrollposition so verändert, dass die Amplitude der Kompensationsfilter aller Aktoren möglichst gering wird. Dadurch werden die Einträge von $\mathbf{A}(\omega)$ komplexwertige Zahlen auf dem Einheitskreis. Durch diese Optimierung werden wesentlich geringere Amplitudenfehler erzielt, insbesondere bei höheren Frequenzen.

Polynomiale FIR Filter Approximation

Ein Nachteil der beschriebenen MIMO Methode ist, dass auch mit der Phasenoptimierung die resultierenden FIR Filter im Zeitbereich oft ein langes Pre-Ringing zeigen. Dies führt zu deutlich hörbaren, störenden Artefakten im wiedergegebenen Signal. Um diese zu verringern, werden die Filter nachbearbeitet, indem sie mit einer Methode aus der polynomialen Regelungstheorie [8] genähert werden. Diese Approximation erlaubt es, die Länge des Pre-Ringsings auf eine frei wählbare Dauer d zu beschränken. Je kleiner d gewählt wird, desto weniger genau ist die approximierte Kompensation. Gleichzeitig werden jedoch Zeitbereichs-Artefakte und Systemlatenz reduziert. Diese Dauer kann daher dazu verwendet werden, einen optimalen Kompromiss zwischen Ergebnissen, Latenz und hörbaren Artefakten zu finden. Für die bislang betrachteten Fahrzeuge wurden gute Ergebnisse mit Werten von 5–40 ms erzielt. Damit wird der Grenzwert von 50 ms aus [9] eingehalten, auch unter Berücksichtigung von bis zu 10 ms Latenz anderer Systemkomponenten, z. B. die Latenzen der Echtzeit-Parameter, Fahrgeräuscherzeugung und D/A-Wandlung. Für die Approximation muss für jeden Aktor n_a die folgende Diophantische Gleichung über den Polynomen im z -Bereich gelöst werden:

$$z^{(d\mathfrak{H}_{\min}-d) \cdot f_s} \beta_{n_a}^{-1} \mathcal{H}_{n_a} = Q_{n_a} + zL_{n_a*} \quad (3)$$

Hierbei ist \mathcal{H}_{n_a} die z -Transformation des im vorherigen Schritt berechneten Kompensationsfilters und $\beta_{n_a}^{-1}$ ihr Minimalphasen-Teil. Die geringste Latenz aller Filter aus \mathcal{H} wird mit $d\mathfrak{H}_{\min}$ bezeichnet. Um die Gleichung zu lösen, müssen zwei Polynome Q_{n_a} und L_{n_a*} gefunden werden, welche jeweils nur negative bzw. positive Potenzen von z beinhalten. Ein Überblick über mögliche Lösungsverfahren findet sich in [10]. Nachdem Q_{n_a} gefunden wird, ist das Ergebnis der Approximation \mathcal{R}_{n_a} gegeben durch

$$\mathcal{R}_{n_a} = \beta_{n_a} Q_{n_a} \quad (4)$$

Stereosignale und Panning

Um Stereosignale reproduzieren zu können bzw. die wahrgenommene Position des Fahrgeräuschs zu verändern, werden unterschiedliche Systemabstimmungen verwendet. Dabei werden z. B. einmal nur die Lautsprecher verwendet, welche auf der linken Fahrzeugseite angebracht sind und umgekehrt. Selbst wenn durch die Kompensation Pegeldifferenzen zwischen den Ohrpositionen und damit ILDs ausgeglichen werden, verbleiben spektrale Cues der Pinna, wodurch die Lokalisierbarkeit gewährleistet bleibt.

Zwei unterschiedliche Sets von Kompensationsfiltern werden dann mit dem linken bzw. rechten Kanal des Signals gefaltet und über die jeweils aktiven Lautsprecher wiedergegeben. Die wahrgenommene Position des Fahrgeräuschs kann daraufhin durch einfaches Amplitude-Panning im Raum verschoben werden. Alternativ können auf den beiden Kanälen zwei ähnliche, aber zueinander dekorrelierte Versionen des gleichen Fahrgeräuschs wiedergegeben werden. Die erwarteten Amplitudenfehler nach der Kompensation lassen sich für diesen Fall aus dem Vektor der erwarteten Autoleistungsspektren S_{yy} an allen Sensorpositionen bei Wiedergabe von weißem Rauschen mittels

$$S_{ll,n_s} = [\mathbf{G}_{\text{eval}} \mathbf{R}_{\text{left}}]_{n_s}^2, \quad S_{rr,n_s} = [\mathbf{G}_{\text{eval}} \mathbf{R}_{\text{right}}]_{n_s}^2 \quad (5)$$

$$S_{lr,n_s} = [\mathbf{G}_{\text{eval}}^* \mathbf{R}_{\text{left}}^* \mathbf{R}_{\text{right}}^T \mathbf{G}_{\text{eval}}^T]_{n_s,n_s} \quad (6)$$

$$S_{yy} = S_{ll,n_s}^2 + S_{rr,n_s}^2 + 2\rho \Re\{S_{lr,n_s}\} \quad (7)$$

berechnen, wobei \mathbf{G}_{eval} die zur Evaluierung verwendete Transfermatrix und ρ die Korrelation der beiden Kanäle ist [11].

Zur Berechnung der beiden Kompensations-Filterbänke stehen zwei verschiedene Methoden zur Verfügung: bei der sog. globalen Kompensation werden wie bisher alle Lautsprecher bei der Berechnung berücksichtigt, bei der Individuellen jeweils nur die für einen Kanal aktiven. Welche der beiden Strategien besser geeignet ist, hängt von der Art der wiedergegebenen Signale ab.

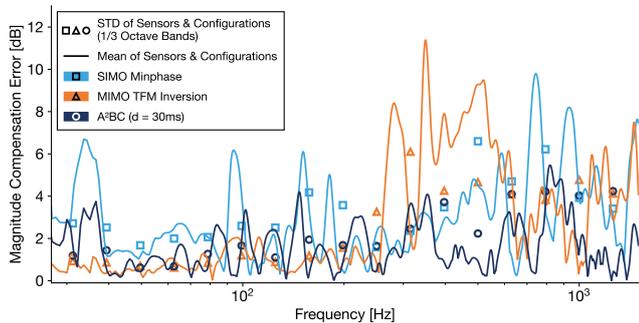


Abbildung 3: Fehler im reproduzierten Amplitudengang für verschiedene Kompensationsmethoden.

Ergebnisse Vergleich der Kompensationsmethoden

Verschiedene Kompensationsmethoden werden nun für den Aufbau aus Abb. 1 verglichen. Um auch unbekannte akustische Szenarien evaluieren zu können, wurden nach der Messung der IRs die beiden Vordersitze um rund 20 cm nach vorne verschoben. In dieser Konfigurationen wurden zwei Messungen durchgeführt, einmal nur mit dem Fahrer und einmal mit Fahrer und Beifahrer auf dem Vordersitz. Nur die sechs IRs von den verschobenen und besetzten Vordersitzen werden zur Evaluierung der Ergebnisse verwendet.

In Abb. 3 sind die Ergebnisse verschiedener Kompensationsmethoden dargestellt, darunter in Hellblau die Ergebnisse für einen klassischen Minimalphasen-SIMO-Filter. Diese Methode funktioniert weder gut für die mittlere Fehleramplitude an allen Sensorpositionen (dargestellt

als durchgezogene Linie), da eine globale Entzerrung des Schallfelds nicht möglich ist, noch für die Standardabweichung der Amplitudenfehler zwischen den Sensorpositionen (dargestellt als Marker), da durch die systemischen Grenzen der Methode Pegeldifferenzen zwischen solchen nicht verringert werden können.

Als ein Beispiel einer typischen MIMO-Methode ist der Ansatz aus [7] in Orange dargestellt. Dieser funktioniert für tiefere Frequenzen bis ca. 220 Hz sehr gut, wobei Fehler deutlich verringert werden. Für höhere Frequenzen nimmt die erzielbare Kompensation jedoch schnell ab. Beim Vergleich mit ähnlichen Methoden, wie z. B. der aus [6], können keine nennenswerten Unterschiede festgestellt werden, solange alle Parameter korrekt angepasst werden.

Der A²BC-Ansatz, dargestellt in (sehr dunklem) Dunkelblau, erzielt schließlich wesentlich bessere Ergebnisse als beide anderen Methoden. Dies zeigt zum einen die Effektivität der Zielphasenoptimierung, als auch die Genauigkeit der polynomialen Filterapproximation. Verglichen mit dem Minimalphasenansatz werden deutlich geringere Fehler bei tiefen Frequenzen erzielt, ähnlich zu anderen MIMO Methoden. Allerdings sind einige wenige Artefakte sichtbar, insbesondere im Fehlermittel. Dieses tonale Ungleichgewicht kann jedoch durch den Einsatz von manuellen EQ-Filtern, z. B. IIR-Filtern niedriger Ordnung, leicht ausgeglichen werden. Bei höheren Frequenzen über 400 Hz weist der A²BC-Ansatz schließlich auch eine wesentlich bessere Performanz als andere MIMO Methoden auf, was den Arbeitsbereich der Kompensation signifikant erweitert.

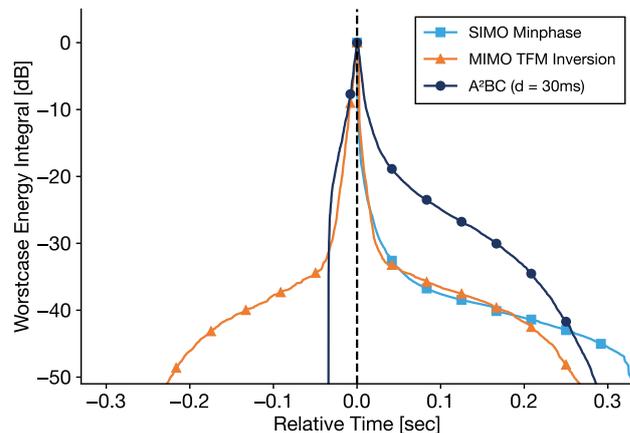


Abbildung 4: Zweiseitiges Energieintegral verschiedener Kompensationsfilter.

Filter-Energieintegrale

In Abb. 4 ist die Energieverteilung der IRs der Kompensationsfilter über die Zeit aufgetragen. Dafür werden alle Filter so verschoben, dass ihre Peaks bei $t = 0$ liegen. Für den kausalen Teil der IR wird daraufhin das Rückwärts-Energie-Integral nach Schröder berechnet. Für den akausalen Teil wird entsprechend ein Vorwärtsintegral berechnet, sodass eine um ihren Peak symmetrische IR zu einer um $t = 0$ symmetrischen Energiekurve führt. Aus

Abb. 4 ist das Fehlen von Pre-Ringing in den Filtern der Minimalphaseninversion (hellblau) leicht ersichtlich, bedingt durch die strikte Kausalität der Invertierung. Filter der klassischen MIMO-Methode (orange) weisen sowohl kausales Ringing als auch Pre-Ringing auf, trotzdem ist ein großer Teil der Energie kompakt um den Peak gelegen. Dies ist nicht der Fall für die Filter der A²BC-Methode (dunkelblau), welche eine breitere Energieverteilung aufweisen. Hier ist jedoch die durch die polynomiale Filterapproximation bedingte Begrenzung des Pre-Ringings auf 30 ms ersichtlich, wodurch hörbare Zeitbereichs-Artefakte und Filterlatenz deutlich verringert werden.

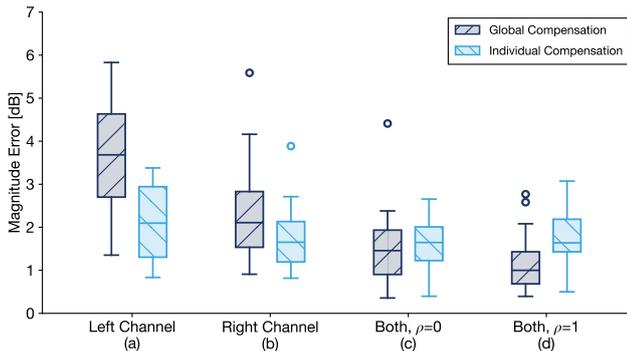


Abbildung 5: Kompensationsfehler für Stereosignale in Abhängigkeit der gewählten Berechnungsstrategie. Dargestellt ist die mittlere absolute Abweichung der reproduzierten Amplitude pro Terzband bis 500 Hz für ideales weißes Rauschen.

Stereosignale und Panning

Wie bereits angedeutet, hängt die ideale Strategie zur Berechnung der Kompensations-Filterbänke für die Stereo-Wiedergabe von der Art der wiedergegebenen Signale ab. Dies wird anhand der in Abb. 5 dargestellten verbleibenden Amplitudenfehler nach der Kompensation ersichtlich: wird wie bei vollständigem Panning jeweils nur auf einem Kanal ein Signal wiedergegeben (Fälle (a) und (b)), erzielt die individuelle Kompensation deutlich bessere Ergebnisse. Wird umgekehrt auf beiden Kanälen dasselbe Signal wiedergegeben (Fall (d)), werden die besten Ergebnisse mit der globalen Kompensation erzielt. Dies ist dadurch zu erklären, dass dann jeweils die Lautsprecher zusammenspielen, für welche die Filterbank berechnet wurde. Für die Wiedergabe von Fahrgeräuschen ist jedoch insbesondere Fall (c) relevant, bei dem auf beiden Kanälen dekorrelierte Signale mit gleichem Amplitudenspektrum wiedergegeben werden. Hier lässt aus den dargestellten Korrelationsfehlern zumindest für das betrachtete Fahrzeug keine Empfehlung für eine Strategie ableiten. Interessanterweise lässt sich insbesondere keine negative Beeinflussung der beiden individuellen Kompensationsfilterbänke untereinander erkennen.

Fazit

In diesem Beitrag wird eine zweiteilige Methode zum Design von Breitband-Kompensationsfiltern vorgestellt. Verglichen mit typischen MIMO Ansätzen zeigt diese eine deutliche Reduktion von Fehlern im Amplitudengang des wiedergegebenen Signals, insbesondere bei Frequenzen über 300 Hz. Es wird gezeigt, wie mithilfe einer polynomialen FIR-Filterapproximation das typische Pre-

ringing von mit MIMO-Methoden generierten Filtern auf eine frei wählbare Maximaldauer begrenzt werden kann. Dadurch kann auch die Systemlatenz verringert werden, um die wahrgenommene Synchronizität von Fahrgeräusch und Fahrersituation zu gewährleisten. Eine Möglichkeit zur räumlichen Platzierung von Schallquellen mittels Amplitude-Panning bei gleichzeitiger Kompensation der Fahrzeugakustik wird gezeigt. Die Ergebnisse werden mittels Simulation anhand von Messungen in einem Testfahrzeug bewertet.

Literatur

- [1] Lai, X & Zuo, Y. & Guo, Y. & Peng, D.: A Complex-error and Phase-error Constrained Least-Squares Design of FIR Filters with Reduced Group Delay Error. 2009 Chinese Control and Decision Conference (2009)
- [2] Vindrola, L. & Melon, M. & Chamard, J.-C. & Gatzengel, B.: Use of the filtered-x least-mean-squares algorithm to adapt personal sound zones in a car cabin. *The Journal of the Acoustical Society of America* 150 (2021), 1779-1793
- [3] Neely, S. T. & Allen, J. B.: Invertibility of a room impulse response. *The Journal of the Acoustical Society of America* 66 (1979), 165-169
- [4] Miyoshi, M. & Kaneda, Y.: Inverse Filtering of Room Acoustics. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* 36 (1988), 145-152
- [5] Brännmark, L.-J. & Bahne, A. & Ahlén, A.: Compensation of Loudspeaker-Room Responses in a Robust MIMO Control Framework. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing* 21 (2013), 1201-1216
- [6] Kolundžija, M. & Faller, C. & Vetterli, M.: Reproducing Sound Fields Using MIMO Acoustic Channel Inversion. *Journal of the Audio Engineering Society* 59 (2011), 721-734
- [7] Kirkeby, O. & Nelson, P. A. & Hamada, H. & Orduna-Bustamante, F.: Fast Deconvolution of Multichannel Systems Using Regularization. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing* 6 (1998), 189-194
- [8] Hunt, K. J., Ed.: *Polynomial Methods in Optimal Control and Filtering*. Institution of Engineering and Technology, 1993
- [9] Kaaresoja, T. & Brewster, S. & Lantz V.: Towards the Temporally Perfect Virtual Button: Touch-Feedback Simultaneity and Perceived Quality in Mobile Touchscreen Press Interactions. *ACM Transactions on Applied Perception* 11 (2014), 1-25
- [10] Kučera, V.: The pole placement equation. A survey. *Kybernetika* 30 (1994), 578-584
- [11] Bendat, J. & Piersol, A.: *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*. Wiley Series in Probability and Statistics, 2010